

FEDERAL SERVICE FOR  
INTELLECTUAL PROPERTY,  
PATENTS AND TRADEMARKS  
(ROSPATENT)

(19) RU (11) 2208911 (13) C2

(51) 7 H 04 B 7/00

(12) DISCLOSURE OF THE INVENTION  
of Russian Federation patent

1	2
<p>(21) 2001113142/09 (22) May 14, 2001 (24) May 14, 2001 (46) July 20, 2003 Bulletin #20 (72) A.V. Garmonov, Yu. E. Karpitski (71) (73) Alexander Vasilievich Garmonov (56) WO 9914871, March 25, 1993. RU 2145152 C1, January 27, 2000. US 6006075, December 21, 1999. US 6038263, March 14, 2000. US 5479448, December 26, 1995. SU 1800627 A1, March 7, 1993. JP 07123077, May 12, 1995. Address for correspondence: Vera A. Fursova ZAO "Kodofon" 97 Moskovsky prospect Voronezh, 394077 Russian Federation (54) <b>METHOD FOR SIGNAL DIVERSITY TRANSMISSION AND DEVICE IMPLEMENTING THE SAME</b> (57) The present invention relates to radio engineering. The invention provides enhanced performance of wireless communication systems. The method is that N diversity signal</p>	<p>transmission channels are generated, the input symbol flow is used to form packets each having <math>M &gt; N</math> symbols if N is not equal to the power of two, the symbols of each packet are used to form N orthogonal symbol sequences (OSS) in such a way that each of them will contain all symbols of the packet, the rule of forming OSS should be known on the receiving side, the diversity channel is assigned to each formed OSS of each packet and the packets are transmitted serially. The device comprises symbol packet forming unit, pilot signals forming unit, N modulators, N transmit antennas, a block of symbol packet length calculation and OSS generator are added. 2 independent and 7 dependent claims, 13 drawings.</p>

«Method for Diversity Signal Transmission  
and Device Implementing the Same»

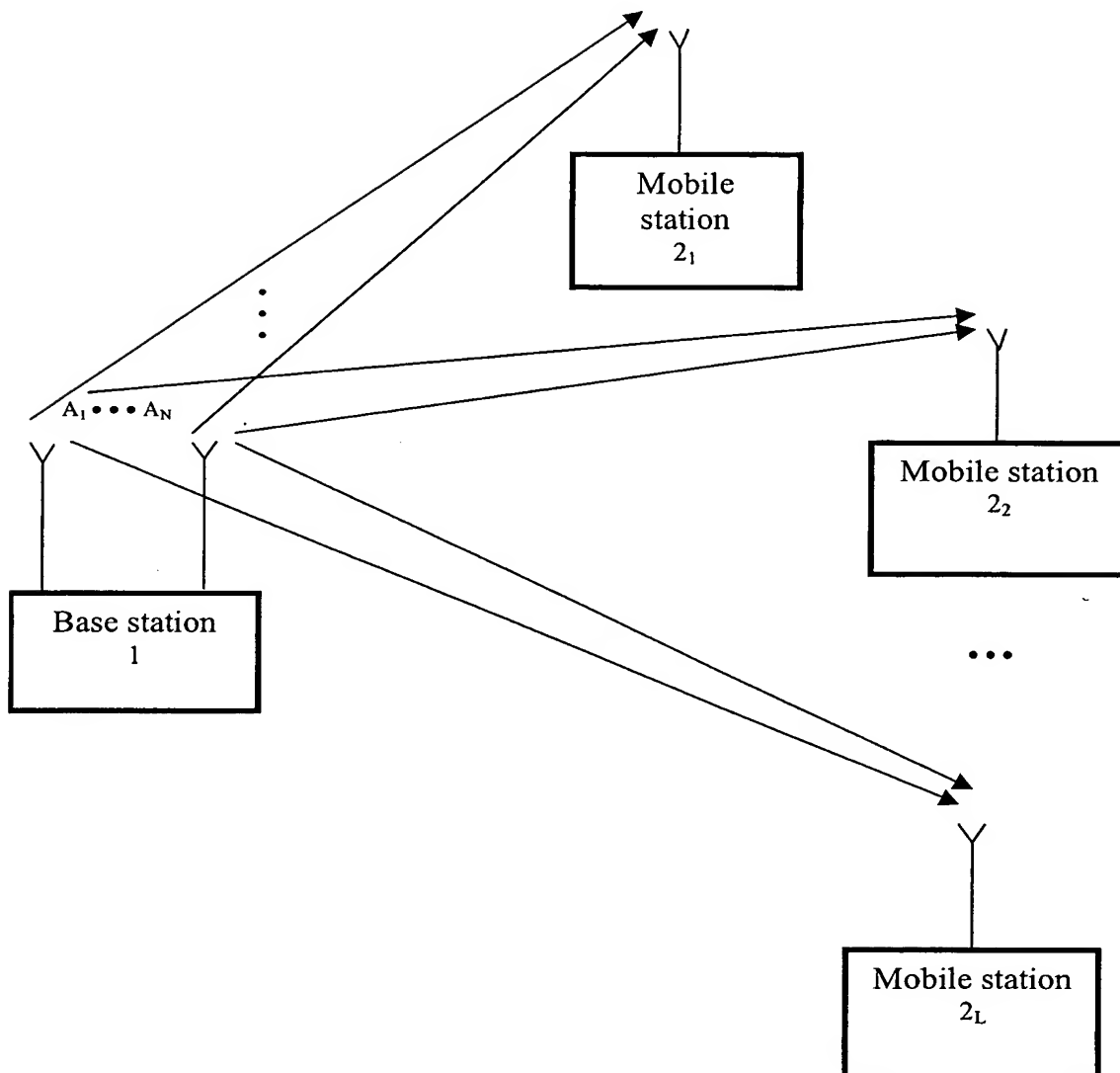


Fig. 1

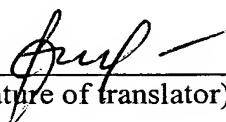
# TRANSLATOR'S CERTIFICATE

I, Yulia Degtyareva, a translator

of Kodofon company located at 97 Moskovsky prospect, Voronezh, 394077, Russian Federation

do hereby certify that I am conversant with the English and the Russian languages, and I am a competent translator hereof, and I further certify that to the best of my knowledge and belief the attached **abstract of patent application RU2208911** is a true and correct translation made by me of the documents in the Russian language attached hereto.

Dated this 09/29/2006

  
\_\_\_\_\_  
(signature of translator)



(19) RU (11) 2208911 (13) C2

(51) 7 H 04 B 7/00

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ**  
к патенту Российской Федерации

1

(21) 2001113142/09 (22) 14.05.2001  
(24) 14.05.2001  
(46) 20.07.2003 Бюл. № 20  
(72) Гармонов А.В., Карпитский Ю.Е.  
(71) (73) Гармонов Александр Васильевич  
(56) WO 9914871, 25.03.93. RU 2145152 C1,  
27.01.2000. US 6006075, 21.12.1999. US  
6038263, 14.03.2000. US 5479448, 26.12.1995.  
SU 1800627 A1, 07.03.1993. JP 07123077,  
12.05.1995.

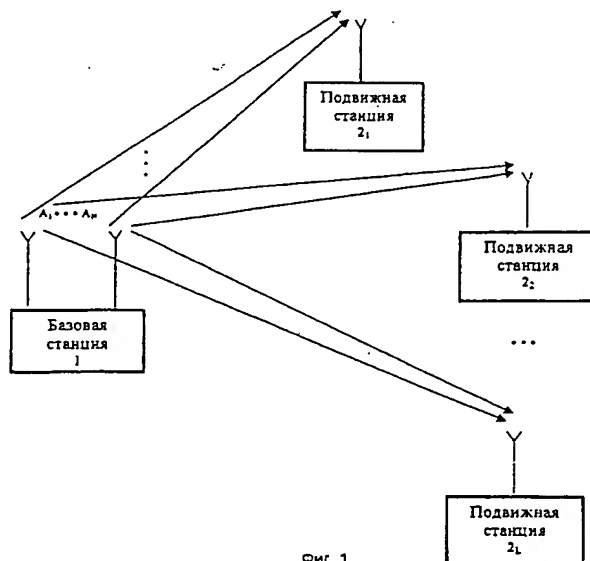
Адрес для переписки: 394062, г. Воронеж,  
Московский пр-т, 97, ЗАО "Кодифон",  
В.А.Фурсовой

(54) СПОСОБ РАЗНЕСЕННОЙ ПЕРЕДАЧИ  
СИГНАЛА И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЕГО  
РЕАЛИЗАЦИИ

(57) Изобретение относится к области  
радиотехники. Технический результат за-  
ключается в повышении помехоустойчивости  
систем радиосвязи. Способ заключается в

2

том, что формируют  $N$  разнесенных каналов  
передачи сигнала, из входного потока  
символов формируют пакеты по  $M > N$   
символов, если  $N$  не равно степени числа  
два, из символов каждого пакета формируют  
 $N$  ортогональных последовательностей сим-  
волов (ОПС) таким образом, чтобы каждая  
из них содержала все символы пакета,  
причем правило формирования ОПС должно  
быть известно на приемной стороне, назна-  
чают канал разнесения каждой сформиро-  
ванной ОПС каждого пакета и осуществляют  
последовательную передачу пакетов. Устрой-  
ство содержит формирователь пакетов сим-  
волов, блок формирования пилот-сигналов,  
 $N$  модуляторов,  $N$  передающих антенн,  
дополнительно введены блок расчета длины  
пакета символов и блок формирования ОПС..  
2 с. и 7 з.п. ф-лы, 13 ил.



C2

RU 2208911

RU

RU

2208911

C2

Изобретение относится к области радиотехники, в частности к способу разнесенной передачи сигнала и устройству для его реализации.

Одной из основных причин снижения помехоустойчивости и, как следствие, пропускной способности при подвижной радиосвязи являются замирания сигнала. Для борьбы с ними применяют различные виды разнесения, наиболее радикальным из которых является пространственно-разнесенный прием. По ряду технических и экономических причин пространственно-разнесенный прием применяется в основном на базовых станциях (БС), т.е. в обратном канале систем радиосвязи. В прямом канале (направление связи от БС до мобильной станции (МС)) обычно применяют временное и/или частотное разнесение.

Недостатком этих двух видов разнесения является то, что они требуют затрат времени передачи или полосы частот для дублирования передаваемой информации. Потери эффективности в результате такого дублирования удастся избежать, совмещая разнесение с другими методами обработки. Например, разновидностью временного разнесения является перемежение кодированных символов [1, J. G. Proakis Digital Communications, NY, 1995] в передатчике. В системах связи с ШПС частотное разнесение реализуется благодаря широкой полосе частот, занимаемой сигналом. Однако и в этом случае имеются существенные недостатки.

Поскольку перемежение обеспечивает разнесение не на символьном уровне, а на уровне пакета кодированных символов, оно способно лишь в некоторой степени ослабить влияние замираний на помехоустойчивость приема. При этом разрывы комплексной огибающей сигнала после деперемежения делают невозможным оптимальное совместное демодулирование и декодирование принятого сигнала. Другой существенный недостаток временного разнесения заключается в том, что из-за ограничения на задержку в передаче информации временное разнесение становится неэффективным при малых скоростях движения МС, когда интервал корреляции комплексной огибающей сигнала становится соизмеримым или больше интервала перемежения.

Реализация частотного разнесения в системах связи с шумоподобными сигналами (ШПС) имеет негативный побочный эффект.

С одной стороны, эффективность частотного разнесения возрастает с увеличением ширины спектра ШПС, при этом во временной области становится возможным различение и независимая обработка многолучевых компонент (лучей) сигнала, чьи относительные временные задержки превышают ширину пика автокорреляционной функции ШПС. Но вместе с этим, величина отношения сигнал/шум в каждом луче уменьшается, поскольку лучи являются взаимными аддитивными помехами.

В прямом канале систем CDMA для разделения каналов пользователей применяют ортогональные коды [2, Andrew J. Viterbi. CDMA. Principles of Spread Spectrum Communication. /ADDISON-WESLEY PUBLISHING COMPANY, April 1995.], что позволяет увеличить помехоустойчивость передачи информации в условиях стационарного канала и в условиях канала с плоскими замираниями. Но при частотно-селективных замираниях возникает эффект многопользовательской помехи, заключающийся в том, что помехой при демодуляции каждого луча сигнала пользователя является весь групповой сигнал БС в остальных разрешимых лучах.

Указанные недостатки временного и частотного разнесения делают актуальной задачу разработки метода разнесения в прямом канале, сравнимого по эффективности с пространственно-разнесенным приемом в обратном канале.

До последнего времени из всех разнесенных антенн БС только какая-то одна использовалась на передачу. Между тем, очевидно, что в использовании разнесенных передающих антенн заложен значительный потенциал увеличения помехоустойчивости передачи информации. Например, если комплексные коэффициенты передачи сигналов между антеннами БС и антенной МС известны, то эта информация может быть использована для оптимальной установки амплитуды и фазы передаваемого сигнала в каждой антенне. При этом за счет передачи сигнала с разнесенных антенн будет обеспечен такой же выигрыш в помехоустойчивости приема в прямом канале, какой обеспечивают эти же антенны при пространственно-разнесенном приеме в обратном канале [3, Microwave Mobile Communications/Edited by William C. Jakes. IEEE Press. NY, 1994].

Однако ввиду очевидных проблем в получении информации о канале связи

описанный алгоритм разнесенной передачи трудно реализовать на практике. В этой связи большой практический интерес представляет собой разработка способа разнесенной передачи и устройства для его реализации, не требующего для своей реализации информации о канале связи.

В настоящее время известны различные способы и устройства разнесенной передачи сигнала. Разнесенная передача сигнала осуществляется с двух или более разнесенных в пространстве антенн, как это показано на фиг.1, при этом при реализации этих способов не требуется информации о канале связи. К таким способам разнесенной передачи можно отнести способы:

CTD (coded transmit diversity) - кодовая разнесенная передача, [4, European Patent Application number 0 605 119, Diversity for direct-sequence spread spectrum systems. Priority: 29.12.92. Int. Cl.<sup>5</sup> H 04 B 7/06;

DTD (delayed transmit diversity) - задержанная разнесенная передача [5, A. Witneben "Base Station Modulation Diversity for Digital SIMULCAST," Proceeding of the 1991 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 41 st), pp. 848-853, May 1991], [6, A. Witneben "A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme For Linear Digital Modulation," in Proceeding of the 1993 IEEE International Conference on Communications (ICC'93), pp. 1630-1634, May 1993];

OTD (orthogonal transmit diversity) - ортогональная разнесенная передача [7, Проект стандарта UMTS-2000 для сотовых систем с кодовым разделением каналов, разработанный ETSI-SMG2. Submission of Proposed Radio Transmission Technologies, и опубликованный 29 января 1998, стр. 51-52, раздел 5.6.3.1 Orthogonal Transmit Diversity];

PSTD (phase sweeping transmit diversity) - разнесенная передача с вращением фазы [8, A. Hiroike, F. Adachi and N. Nakajima, "Combined effects of phase sweeping transmitter diversity and channel coding," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 41, pp. 170-176, May 1992];

STTD (space-time transmit diversity) - пространственно-временная разнесенная передача [9, WO 99/14871 от 25.03.99 г. "Transmitter Diversity Technique For Wireless Communications", Int. Cl.<sup>6</sup> H 04 B 7/06, 7/08].

При описании способа разнесенной передачи сигнала далее будет использоваться понятие "символ". Поясним смысл, вкладываемый в это понятие. Любое информационное сообщение может быть записано в виде последовательности символов, принадлежащих к некоторому алфавиту. Для наиболее часто используемого битового представления информации, информационное сообщение представляется в виде последовательности двоичных символов (битов), каждый из которых может принимать значение 0 или 1. Для целей повышения эффективности передачи данных в системах связи используются и другие алфавиты кроме двоичного. В этом случае исходный поток битов разбивают на блоки по  $m$  бит. При этом  $M=2^m$  возможных комбинаций значений битов, образующих каждый блок, являются символами нового алфавита  $\Omega$ .

Передача информации через канал связи осуществляется посредством модуляции параметров передаваемого несущего колебания. В наиболее распространенном случае амплитудно-фазовой модуляции (MPSK, MQAM виды модуляции), каждому символу сообщения ставится в соответствие действительная или комплексная величина  $a_m = A_{cm} + jA_{sm}$ ,  $m = \overline{1, M}$ , где  $A_{sm}$  - представляет собой амплитуду синфазной несущей частоты ( $\cos\omega_0 t$ ), а  $A_{sm}$  - амплитуду квадратурной несущей частоты ( $\sin\omega_0 t$ ) на интервале текущего символа. Эту величину иногда называют символом модуляции. Заявляемое изобретение (описание и формула) оперирует именно с символами модуляции. Поскольку каждому символу однозначно соответствует символ модуляции, при описании изобретения и в формуле изобретения второе слово в термине "символ модуляции" опускается и используется более короткий термин "символ".

Способ кодовой разнесенной передачи CTD [4] заключается в том, что перед передачей каждого символа сообщения в каждой антенне его модулируют своей ортогональной последовательностью. В качестве таких последовательностей можно, например, использовать функции Уолша. За счет взаимной ортогональности копии символа, переданные разными антеннами, могут быть разделены приемником МС и затем оптимально просуммированы, например, в соответствии с алгоритмом MRC (maximal ratio combining) [10, Уильям К. Ли. Техника подвижных систем связи. Пер. с англ. В.Н. Талызина / Под ред. И.М. Пышкина. М.: Радио и Связь, 1985].

В отсутствие информации о канале распространения способ CTD обеспечивает наибольшую помехоустойчивость разнесенной передачи. Однако CTD имеет значительный недостаток, поскольку ортогональная модуляция символа в передающих антеннах приводит к расширению спектра передаваемых сигналов в  $N$  раз, где  $N$  - число передающих антенн.

Способ задержанной разнесенной передачи DTD [5, 6] заключается в преобразовании плоских замираний в канале связи в частотно-селективные и использовании при приеме полученного частотного разнесения. Для этого один и тот же сигнал передают через разные антенны, но с относительными задержками. Задержка передачи сигнала между двумя любыми антеннами БС должна быть не меньше величины, обратной к ширине спектра передаваемого сигнала. В системах CDMA эта величина равна длительности чипа расширяющей спектр последовательности. В результате сигнал в точке приема ничем не отличается от обычного многолучевого сигнала, и поэтому его обработка осуществляется стандартным многолучевым (Rake) приемником [1]. Достоинством DTD является то, что его реализация не требует внесения изменений в существующие стандарты связи. Платой за реализуемое в способе частотное разнесение является межсимвольная интерференция в системах связи, использующих простые сигналы, и многопользовательская помеха в системах CDMA. Поясним последнее подробнее. В прямом канале систем CDMA для разделения каналов пользователей применяют ортогональные коды, что позволяет увеличить помехоустойчивость передачи информации в условиях стационарного канала и в условиях канала связи с плоскими замираниями. Но при частотно-селективных замираниях возникает эффект многопользовательской помехи, заключающийся в том, что помехой при демодуляции каждого луча сигнала пользователя является весь групповой сигнал БС в остальных разрешимых лучах.

Способ разнесенной передачи с вращением фазы PSTD [7] позволяет увеличить помехоустойчивость передачи кодированной информации в канале с замираниями за счет повышения эффективности перемежения. Вследствие ограничения на задержку передачи данных интервал перемежения, как правило, составляет относительно небольшую величину (10-20 мс). Поэтому временное перемежение эффективно только при доста-

точно высокой частоте замираний. Последняя пропорциональна скорости перемещения абонента и часто является низкой, например, при связи с неподвижными или медленно перемещающимися абонентами. Идея PSTD заключается в повышении эффективности перемежения за счет искусственного увеличения частоты замираний. Для этого один и тот же сигнал передается через две разнесенные антенны, но в одной из антенн сигнал дополнительно модулируется по некоторому закону  $F(t)$ . Прием осуществляется обычным образом, как и в случае передачи сигнала только через одну антенну.

Наличие дополнительной модуляции обуславливает непрерывное изменение в диапазоне  $[0, 2\pi]$  разности фаз сигналов, приходящих от разных антенн. Вследствие интерференции этих сигналов в точке приема создается эффект замираний, частота которого определяется функцией  $F(t)$ . В качестве последней в [7] предлагается использовать

функцию вида  $F(t) = e^{j2\pi f_{\text{sweep}} \cdot t}$ , физический смысл которой заключается в сдвиге частоты несущего колебания в одной из антенн на величину  $f_{\text{sweep}}$ . Частота искусственных замираний при этом также равна  $f_{\text{sweep}}$ .

PSTD, так же как и DTD, не требует внесения изменений в существующие стандарты беспроводной связи. Основным недостатком PSTD является то, что разнесение в нем реализуется на уровне фрейма кодированных символов, что менее эффективно, чем разнесение на уровне каждого символа. Недостатками также являются ухудшение условий работы схемы восстановления несущей, вследствие увеличения частоты замираний, и отсутствие в способе возможности использования более двух передающих антенн.

Способ ортогональной разнесенной передачи OTD [8] заключается в том, что входной поток кодированных символов разбивают на  $N$  подпотоков, которые передают через разные антенны. Для модуляции символов в антеннах используют разные ортогональные коды, например коды Уолша. За счет этого переданные разными антеннами БС символы разделяются при приеме на МС. Поскольку длительность символа в каждом подпотоке в  $N$  раз больше длительности символа исходного потока, дополнительная модуляция ортогональными кодами не приводит к расширению спектров излучаемых

сигналов относительно обычной передачи сигнала через одну передающую антенну.

Для осуществления когерентного приема через каждую антенну должен передаваться уникальный ортогональный пилот-сигнал, по которому осуществляется оценка комплексной огибающей сигнала соответствующей передающей антенны БС в приемнике МС.

Поскольку каждый символ передается только через одну антенну, ОТД не обеспечивает разнесения на символьном уровне. Вместо этого ОТД обеспечивает прием кодированных символов пакета с независимыми замираниями, т.е. выполняет функцию перемежителя, но не во временном, а в пространственном измерении. Эффективность этого пространственного перемежения не зависит от частоты замираний и является тем выше, чем больше число используемых передающих антенн.

Способ ортогональной разнесенной передачи-приема сигнала в сотовой системе радиосвязи с кодовым разделением каналов [11, патент РФ №2145152, МПК<sup>6</sup> Н 04 В 7/216] заключается в том, что на передающей стороне:

каждому информационному потоку двоичных символов каждого пользователя назначают расширяющий ортогональный код,

формируют  $N$  пространственно-разнесенных каналов передачи,

формируют пилот-сигнал для каждого пространственно-разнесенного канала передачи, причем все пилот-сигналы и расширяющие коды пользователей являются взаимноортогональными,

каждый информационный поток двоичных символов разбивают на последовательные информационные пакеты по  $N$  последовательно расположенных двоичных символов в каждом,

осуществляют последовательно-параллельное преобразование двоичных символов в каждом последовательном информационном пакете, образуя информационный параллельный пакет из  $N$  двоичных символов,

повторяют информационный параллельный пакет  $N$  раз, образуя таким образом информационный последовательно-параллельный пакет, который содержит  $N$  параллельных и  $N$  последовательных групп двоичных символов на интервале длительности последовательного информационного пакета, для каждой последовательной группы информационного последовательно-параллельного пакета двоичных символов,

формируют ортогональный код из  $N$  двоичных символов, образуя таким образом последовательно-параллельный пакет двоичных символов ортогональных кодов, который содержит  $N$  параллельных и  $N$  последовательных групп двоичных символов ортогональных кодов,

осуществляют перестановку двоичных символов в параллельных группах информационного последовательно-параллельного пакета таким образом, чтобы двоичные символы каждой последовательной группы не повторялись,

осуществляют перестановку двоичных символов в последовательно-параллельном пакете двоичных символов ортогональных кодов, такую же как и в информационном последовательно-параллельном пакете двоичных символов,

суммируют по модулю два каждый двоичный символ информационного последовательно-параллельного пакета двоичных символов с соответствующим ему двоичным символом последовательно-параллельного пакета двоичных символов ортогональных кодов, образуя таким образом последовательно-параллельный пакет двоичных кодированных символов,

осуществляют расширение двоичных кодированных символов последовательно-параллельного пакета путем суммирования по модулю два каждого двоичного кодированного символа с ортогональным кодом, назначенным информационному потоку пользователя, образуя таким образом информационный последовательно-параллельный пакет расширенных двоичных символов,

пилот-сигнал для каждого пространственно-разнесенного канала передачи формируют с периодом повторения, кратным длительности пакета двоичных символов,

назначают каждой последовательной группе расширенных двоичных символов информационного последовательно-параллельного пакета свой пространственно-разнесенный канал,

модулируют и передают через  $N$  пространственно-разнесенных каналов передачи одновременно во времени последовательные группы расширенных двоичных символов каждого информационного потока каждого пользователя и соответствующие пилот-сигналы.

Устройство для реализации способа ортогональной разнесенной передачи-приема сигнала в сотовой системе радиосвязи с кодовым разделением каналов по патенту №2145152

[11] содержит, например, для  $M$  пользователей  $M$  аналогично сформированных ветвей передачи сигнала. Каждая ветвь передачи сигнала содержит следующие блоки.

Формирователь последовательно-параллельного пакета двоичных символов, в котором информационный поток двоичных символов разбивают на последовательные информационные пакеты, осуществляют последовательно-параллельное преобразование двоичных символов, образуя параллельный пакет из  $N$  двоичных символов, повторяют информационный параллельный пакет  $N$  раз, образуя информационный последовательно-параллельный пакет из  $N$  двоичных символов.

Блок перестановки двоичных символов, который осуществляет перестановку двоичных символов в параллельных группах информационного последовательно-параллельного пакета.

Блок формирования последовательно-параллельного пакета двоичных символов ортогональных кодов.

Блок перестановки двоичных символов ортогональных кодов, который осуществляет перестановку двоичных символов ортогональных кодов, такую же как и в информационном последовательно-параллельном пакете двоичных символов.

Первый блок суммирования по модулю два, в котором суммируют по модулю два каждый двоичный символ информационного последовательно-параллельного пакета двоичных символов с соответствующим ему двоичным символом последовательно-параллельного пакета двоичных символов ортогональных кодов, образуя таким образом последовательно-параллельный пакет двоичных кодированных символов.

Генератор расширяющего ортогонального кода, который формирует расширяющий ортогональный код информационного потока пользователя.

Второй блок суммирования по модулю два, в котором осуществляют расширение двоичных кодированных символов последовательно-параллельного пакета путем суммирования по модулю два каждого двоичного кодированного символа с ортогональным кодом, назначенным информационному потоку пользователя, образуя таким образом информационный последовательно-параллельный пакет расширенных двоичных символов.

Блок формирования пилот-сигналов,  $N$  модуляторов и  $N$  антенн.

Блок формирования пилот-сигналов формирует пилот-сигнал для каждого пространственно-разнесенного канала передачи с периодом повторения, кратным длительности пакета двоичных символов, причем все пилот-сигналы и расширяющие коды пользователей являются взаимно ортогональными.

Модуляторы, в которых модулируют последовательные группы расширенных двоичных символов каждого информационного потока каждого пользователя и соответствующие пилот-сигналы.

Антенны для передачи последовательных групп расширенных двоичных символов каждого информационного потока каждого пользователя и соответствующих пилот-сигналов.

Таким образом, в способе-аналоге и устройстве для его реализации каждый двоичный символ передаваемого потока передается через  $N$  разнесенных антенн, при этом за счет специальных преобразований, которым подвергаются двоичные символы, обеспечивается ортогональность переданных двоичных символов в точке приема. Описанное техническое решение позволяет использовать произвольное число передающих антенн. За счет того, что каждый двоичный символ передаваемого потока символов передается через все передающие антенны и обеспечивается ортогональность переданных двоичных символов в точке приема, этот способ позволяет получить наибольшую помехоустойчивость разнесенной передачи.

Однако ортогональность переданных символов в точке приема в описанном способе-аналоге [11] обеспечивается только тогда, когда двоичные символы являются действительными числами. В случае комплексных символов ортогональность не обеспечивается, и поэтому при приеме двоичные символы переданного пакета могут создавать взаимные помехи. Нарушение ортогональности также может происходить, когда число передающих антенн не равно степени числа два, поскольку в этом случае в рамках данного способа нельзя обеспечить ортогональность строк последовательно-параллельного пакета кодированных символов. В перечисленных случаях помехоустойчивость разнесенной передачи будет снижаться.

Наиболее близким техническим решением к заявляемому изобретению является способ пространственно-временной разнесенной передачи STTD [9, WO 99/14871 от 25.03.99 г. "Transmitter Diversity Technique For Wireless Communications", Int. Cl.<sup>6</sup> H 04

В 7/06, 7/08], заключающийся в том, что входной поток символов разбивают на пакеты по  $M$  символов, каждый пакет символов кодируется, в результате чего формируется  $M \cdot L$  канальных символов, формируют  $N$  передающих антенн, передают канальные символы через  $N$  передающих антенн в течение  $K$  символьных интервалов, распределяя канальные символы по  $N$  передающим антеннам в течение  $K$  символьных интервалов таким образом, что либо  $N$  равно  $M$  ( $N=M$ ), либо  $K$  равно  $L$  ( $K=L$ ); либо  $N$  равно  $L$  ( $N=L$ ), либо  $K$  равно  $M$  ( $K=M$ ), при этом через каждую передающую антенну передается канальный символ, соответствующий каждому символу во входном потоке. Приводится вариант реализации данного способа для предпочтительного случая  $N$  равно 2 ( $N=2$ ) передающих антенн.

Описание изобретения полностью посвящено предпочтительному случаю  $N=2$ . В частности, рассматриваются различные варианты обработки переданного сигнала на приемной стороне.

В описанном изобретении приведено устройство для реализации способа-прототипа (показано на фиг.1 и 2 описания к патенту). Устройство, которое реализует предлагаемую последовательность операций на передающей стороне, представлено в очень обобщенном виде, т.е. содержит кодер и  $N$  передающих антенн. Алгоритм работы этого устройства описан также в обобщенном виде путем перечисления действий, которыми достигается решение поставленной задачи. Поэтому из описания и формулы изобретения неясно, как реализуется это изобретение.

Основным недостатком этого изобретения является то, что оно имеет низкую эффективность для случая  $N$  больше 2 ( $N>2$ ) каналов разнесения (например, разнесенных передающих антенн). В формуле изобретения говорится о некоем алгоритме кодирования пакета из  $M$  символов и указывается, что полученные в результате этого алгоритма кодирования канальные символы распределяются между  $N$  передающими антеннами в течение  $K$  символьных интервалов (различных частот). Однако ни в формуле, ни в описании не раскрывается ни сам алгоритм кодирования, ни хотя бы принципы, которые лежат в его основе. Не говорится, как связаны между собой число символов в пакете и параметр  $L$ . Анализ изобретения для  $N>2$  передающих антенн показывает, что с помощью указанных в изобретении опера-

ций и соотношений между параметрами  $M$ ,  $L$ ,  $N$  и  $K$  невозможно устранить взаимные помехи символов переданного пакета при приеме. Наличие же указанных взаимных помех будет приводить к значительному снижению помехоустойчивости.

Задачей заявляемого изобретения является повышение помехоустойчивости систем радиосвязи за счет разнесенной передачи сигналов в канале с замираниями.

Поставленная задача решается следующим образом.

В способ разнесенной передачи сигнала, заключающийся в том, что формируют  $N$  разнесенных каналов передачи сигнала, из входного потока символов формируют пакеты по  $N$  символов, согласно изобретению вводят новую последовательность действий:

формируют пакеты по  $M$  больше  $N$  символов, если  $N$  не равно степени числа два,

из символов каждого пакета формируют  $N$  ортогональных последовательностей символов таким образом, чтобы каждая из них содержала все символы пакета, причем правило формирования ортогональных последовательностей символов должно быть известно на приемной стороне,

назначают канал разнесения каждой сформированной ортогональной последовательности символов каждого пакета и осуществляют последовательную передачу пакетов.

Входной поток символов содержит информационные и пилот-символы.

Формировать пакеты по  $M$  символов можно различными способами, поэтому в зависимых пунктах формулы изобретения приведены примеры как это можно выполнить на практике.

Пакеты по  $M$  символов формируют из входного потока символов таким образом, чтобы каждый пакет состоял только из информационных символов или только из пилот-символов.

Формируя пакеты по  $M$  символов,  $M$  выбирают больше или равным  $N$ , если число каналов разнесения равно степени числа два, в противном случае за  $M$  выбирают ближайшее превосходящее  $N$  число, которое равно степени числа два.

Формируя  $N$  ортогональных последовательностей символов, осуществляют  $N$  разных диадических сдвигов исходной последовательности символов пакета, образуя  $N$  последовательностей символов.

Если символы пакета являются действительными числами, то, формируя  $N$  ортогональных последовательностей, осуществляют умножение символов в образованных последовательностях на коэффициенты, равные  $+A$  или  $-A$ , где  $A$  - отличное от нуля действительное число, таким образом, чтобы обеспечить ортогональность всех сформированных последовательностей независимо от значений символов пакета.

Если символы пакета являются комплексными числами и  $N=2$ , то, формируя ортогональные последовательности, осуществляют умножение символов в полученных последовательностях на коэффициенты, равные  $+A$  или  $-A$ , где  $A$  - отличное от нуля действительное число, и изменяют значения части символов на комплексно-сопряженные им значения таким образом, чтобы обеспечить ортогональность всех сформированных последовательностей независимо от значений символов пакета.

Если символы пакета являются комплексными числами и  $N>2$ , то, формируя  $N$  ортогональных последовательностей символов, осуществляют повторение каждой образованной последовательности символов, образуя  $N$  последовательностей длиной  $2M$  символов, умножают символы в образованных последовательностях на коэффициенты, равные  $+A$  или  $-A$ , где  $A$  - отличное от нуля действительное число, и изменяют значения части символов на комплексно-сопряженные им величины таким образом, чтобы обеспечить ортогональность всех сформированных последовательностей независимо от значений символов пакета.

В устройство разнесенной передачи сигнала, содержащее формирователь пакетов символов, блок формирования пилот-сигналов,  $N$  модуляторов и  $N$  передающих антенн, при этом первый вход формирователя пакетов символов является первым входом устройства, первый вход каждого модулятора соединен с соответствующим ему выходом блока формирования пилот-сигналов, выход каждого модулятора соединен с соответствующей ему антенной, согласно изобретению дополнительно введены блок расчета длины пакета символов и блок формирования ортогональных последовательностей символов, при этом первые входы блока расчета длины пакета символов и блока формирования ортогональных последовательностей символов объединены, образуя второй вход устройства, выход блока расчета длины пакета символов соединен со вторыми

входами формирователя пакетов символов и блока формирования ортогональных последовательностей символов, третий вход которого соединен с выходом формирователя пакетов символов, четвертый вход блока формирования ортогональных последовательностей символов является третьим входом устройства, второй вход каждого модулятора соединен с соответствующим ему выходом блока формирования ортогональных последовательностей символов.

Блок формирования ортогональных последовательностей символов приведен как пример реализации для заявляемого устройства. Блок формирования ортогональных последовательностей символов содержит формирователь  $N$  диадических сдвигов,  $N$  параллельных ветвей формирования ортогональных последовательностей символов, запоминающее устройство, узел проверки и логический элемент И, при этом первый вход запоминающего устройства и вход узла проверки объединены, образуя первый вход блока формирования ортогональных последовательностей символов, второй вход запоминающего устройства является вторым входом блока формирования ортогональных последовательностей символов, первый вход формирователя  $N$  диадических сдвигов является третьим входом блока формирования ортогональных последовательностей символов, каждая ветвь формирования ортогональных последовательностей символов содержит последовательно соединенные узел наложения ортогональных кодов, узел повторения, первый мультиплексор, узел комплексного сопряжения и второй мультиплексор, при этом выход узла наложения ортогонального кода дополнительно соединен со вторыми входами первого и второго мультиплексоров, первые входы узлов наложения ортогональных кодов  $N$  ветвей формирования ортогональных последовательностей символов соединены с соответствующими им выходами формирователя  $N$  диадических сдвигов, вторые входы узлов наложения ортогональных кодов  $N$  ветвей формирования ортогональных последовательностей символов соединены с соответствующими им выходами запоминающего устройства, третьи входы первых мультиплексоров  $N$  ветвей формирования ортогональных последовательностей символов объединены и соединены с выходом логического элемента И, третьи входы вторых мультиплексоров  $N$  ветвей формирования ортогональных последовательностей символов объединены с первым входом

логического элемента И, образуя четвертый вход блока формирования ортогональных последовательностей символов, второй вход логического элемента И соединен с выходом узла проверки, выходы вторых мультиплексоров  $N$  ветвей формирования ортогональных последовательностей символов являются выходами блока формирования ортогональных последовательностей символов.

Сопоставительный анализ заявляемого способа разнесенной передачи сигнала с прототипом позволил выявить общие и отличительные признаки по формуле изобретения.

Общие признаки заявляемого способа и способа-прототипа: формируют  $N$  разнесенных каналов передачи сигнала, из входного потока символов формируют пакеты по  $N$  символов.

Отличительные признаки заявляемого способа от способа-прототипа: формируют пакеты по  $M$  больше  $N$  символов, если  $N$  не равно степени числа два, из символов каждого пакета формируют  $N$  ортогональных последовательностей символов таким образом, чтобы каждая из них содержала все символы пакета, причем правило формирования ортогональных последовательностей символов должно быть известно на приемной стороне, назначают канал разнесения каждой сформированной ортогональной последовательности символов каждого пакета и осуществляют последовательную передачу пакетов.

Заявляемый способ разработан для общего случая многоуровневой квадратурной (комплексной) модуляции сигнала и позволяет существенно повысить помехоустойчивость системы радиосвязи в канале с замираниями.

Сравнение заявляемого способа с другими известными техническими решениями в данной области техники [4-9, 11] не позволило выявить признаки, заявленные в отличительной части формулы изобретения.

Сопоставительный анализ заявляемого устройства разнесенной передачи сигнала с прототипом позволил выявить общие и отличительные признаки по формуле изобретения.

Общие признаки заявляемого устройства и устройства-прототипа: устройство содержит формирователь пакетов символов, блок формирования пилот-сигналов,  $N$  модуляторов и  $N$  антенн, а также наличие связей, перечисленных в ограничительной части формулы изобретения.

Отличительные признаки заявляемого устройства и устройства-прототипа следующие: введены блок расчета длины пакета символов, который формирует пакеты по  $M$  символов таким образом, чтобы  $M$  было равно или больше  $N$ , при этом  $M$  должно быть равно степени числа два, и блок формирования ортогональных последовательностей символов, который формирует из символов каждого пакета  $N$  ортогональных последовательностей символов и осуществляет  $N$  разных диадических сдвигов исходной последовательности символов пакета, образуя  $N$  последовательностей символов.

Таким образом, заявляемое устройство реализует в полном объеме признаки заявляемого способа.

Сопоставительный анализ заявляемого устройства с другими техническими решениями [4-9, 11], известными в данной области техники, не позволил выявить признаки, заявленные в отличительной части формулы изобретения.

Заявляемые способ и устройство позволяют по сравнению с известными техническими решениями существенно увеличить достоверность передачи информации и емкость системы радиосвязи с кодовым разделением каналов. Следовательно, заявляемые способ разнесенной передачи сигнала и устройство для его реализации, созданные в едином изобретательском замысле, отвечают критериям изобретения "новизна", "техническое решение задачи", "существенные отличия" и отвечают изобретательскому уровню.

Описание изобретения поясняется графическими материалами.

Фиг.1 иллюстрирует общий вид способа разнесенной передачи сигнала в прямом канале системы связи.

На Фиг.2 показана блок-схема заявляемого устройства разнесенной передачи сигнала.

На фиг.3 - блок-схема блока формирования ортогональных последовательностей символов, приведена как пример реализации этого блока.

На фиг.4 показан пример формирования пакетов по  $M$  символов из входного потока символов.

На фиг.5 - пример реализации заявляемого способа разнесенной передачи сигнала для  $N=2$ , для случая, когда символы являются комплексными числами.

На фиг.6 - пример реализации заявляемого способа разнесенной передачи сигнала

для  $N=4$ , для случая, когда символы являются действительными числами.

На фиг.7 - пример реализации заявляемого способа разнесенной передачи сигнала для  $N=4$ , для случая, когда символы являются комплексными числами.

На фиг.8 приведены диадические сдвиги последовательности символов в пакете для  $M=4$ , приведены как пример выполнения операции диадического сдвига.

На фиг.9 приведены возможные варианты замены части символов в  $N$  последовательностях символов на комплексно-сопряженные им значения, обеспечивающие ортогональность указанных последовательностей для  $N=2$ .

На фиг.10 приведены последовательности  $f_m$  и  $\xi_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ , соответствующие примеру реализации изобретения, показанному на фиг.7.

На фиг.11 приведены зависимости вероятности ошибочного приема фрейма ОСШ на бит для различных способов разнесенной передачи, полученные с помощью компьютерного моделирования при  $N=2$ .

На фиг.12 приведены зависимости вероятности ошибочного приема фрейма ОСШ на бит для различных способов разнесенной передачи, полученные с помощью компьютерного моделирования при  $N=4$ .

На фиг.13 приведены зависимости вероятности ошибочного приема фрейма ОСШ на бит для различных способов разнесенной передачи, полученные с помощью компьютерного моделирования при  $N=8$ .

Устройство (фиг.2) содержит формирователь пакетов символов 3, блок формирования пилот-сигналов 4,  $N$  модуляторов  $5_1-5_N$  и  $N$  передающих антенн  $6_1-6_N$ , при этом первый вход формирователя пакетов символов 3 является первым входом устройства, первый вход каждого модулятора  $5_1-5_N$  соединен с соответствующим ему выходом блока формирования пилот-сигналов 4, выход каждого модулятора соединен с соответствующей ему антенной. Согласно изобретению устройство дополнительно содержит блок расчета длины пакета символов 7 и блок формирования ортогональных последовательностей символов 8, при этом первые входы блока расчета длины пакета символов 7 и блока формирования ортогональных последовательностей символов 8 объединены, образуя второй вход устройства, выход блока расчета длины пакета символов 7 соединен со вторыми входами формирователя пакетов символов 3

и блока формирования ортогональных последовательностей символов 8, третий вход которого соединен с выходом формирователя пакетов символов 3, четвертый вход блока формирования ортогональных последовательностей символов 8 является третьим входом устройства, второй вход каждого модулятора  $5_1-5_N$  соединен с соответствующим ему выходом блока формирования ортогональных последовательностей символов 8.

Блок формирования ортогональных последовательностей символов 8 (фиг.3) приведен как пример реализации для заявляемого устройства. Блок формирования ортогональных последовательностей символов 8 содержит формирователь  $N$  диадических сдвигов 9,  $N$  параллельных ветвей формирования ортогональных последовательностей символов  $10_1-10_N$ , запоминающее устройство 11, узел проверки 12 и логический элемент И 13, при этом первый вход запоминающего устройства 11 и вход узла проверки 12 объединены, образуя первый вход блока формирования ортогональных последовательностей символов 8, второй вход запоминающего устройства 11 является вторым входом блока формирования ортогональных последовательностей символов 8, первый вход формирователя  $N$  диадических сдвигов 9 является третьим входом блока формирования ортогональных последовательностей символов 8, каждая ветвь формирования ортогональных последовательностей символов  $10_1-10_N$  содержит последовательно соединенные узел наложения ортогональных кодов 14 (соответственно  $14_1-14_N$  в  $N$  ветвях приема), узел повторения 15 (соответственно  $15_1-15_N$  в  $N$  ветвях приема), первый мультиплексор 16 (соответственно  $16_1-16_N$  в  $N$  ветвях приема), узел комплексного сопряжения 17 (соответственно  $17_1-17_N$  в  $N$  ветвях приема) и второй мультиплексор (соответственно  $18_1-18_N$  в  $N$  ветвях приема), при этом выход узла наложения ортогонального кода 14 (соответственно  $14_1-14_N$  в  $N$  ветвях приема) дополнительно соединен со вторыми входами первого 16 и второго 18 мультиплексоров, первые входы узлов наложения ортогональных кодов  $14_1-14_N$   $N$  ветвей формирования ортогональных последовательностей символов соединены с соответствующими им выходами формирователя  $N$  диадических сдвигов 9, вторые входы узлов наложения ортогональных кодов  $N$  ветвей формирования ортогональных последовательностей символов  $14_1-14_N$  соединены с соответствующими им выходами запоминающего устройства 11,

третьи входы первых мультиплексоров 16<sub>1</sub>-16<sub>N</sub> N ветвей формирования ортогональных последовательностей символов объединены и соединены с выходом логического элемента И 13, третьи входы вторых мультиплексоров 18<sub>1</sub>-18<sub>N</sub> N ветвей формирования ортогональных последовательностей символов объединены с первым входом логического элемента И 13, образуя четвертый вход блока формирования ортогональных последовательностей символов, второй вход логического элемента И 13 соединен с выходом узла проверки 12, выходы вторых мультиплексоров 18<sub>1</sub>-18<sub>N</sub> N ветвей формирования ортогональных последовательностей символов являются выходами блока формирования ортогональных последовательностей символов 8.

Заявляемый способ разнесенной передачи сигнала реализуют на передающей аппаратуре базовой или мобильной станции. Для этого на передающей стороне должно быть сформировано N каналов разнесения. Например, эти каналы могут быть сформированы посредством использования пространственно-разнесенных антенн и/или антенн с разной поляризацией. Для иллюстрации заявляемого способа приведен пример его реализации на БС с N пространственно-разнесенными антеннами (фиг.1).

Из потока передаваемых символов (символов модуляции) формируют пакеты по

$M \geq N$  символов. Пример этой операции иллюстрирует фиг.4. Из символов каждого пакета формируют N ортогональных последовательностей символов  $s_1, s_2, \dots, s_N$ , каждая из которых содержит все символы пакета. Каждой из N сформированных ортогональных последовательностей символов пакета назначают свой канал разнесения, после чего осуществляют передачу пакета, при которой одновременно передают все сформированные ортогональные последовательности символов. Фиг.5-7 иллюстрируют перечисленные операции способа, причем фиг.5 иллюстрирует операции способа при  $N=2, M=2$ , фиг.6 - при  $N=4, M=4$  (передаваемые символы представляются собой действительные числа), фиг.7 - при  $N=4, M=4$  (передаваемые символы представляют собой комплексные числа).

Ниже будет показано, что благодаря указанной ортогональности на приемной стороне можно оценить значение каждого символа переданного пакета в отсутствие взаимного влияния сигналов, переданных различными антеннами. При этом поскольку каждый символ пакета передается в разных

ортогональных последовательностях через N различных антенн, в оценке символа присутствует эффект разнесения.

Для формирования ортогональных последовательностей из символов пакета число символов в пакете должно удовлетворять условию  $M=2^m$ , где  $m=1, 2, \dots$ . Например, можно выбирать M следующим образом. Если  $N=2^m, m=1, 2, \dots$ , то  $M=N$ . В остальных случаях следует выбирать M как ближайшее превосходящее N число, равное степени двойки.

Обозначим пакет символов через  $a=\{a_i\}$ , где  $a_i=A_{ci}+jA_{si}$  - i-й символ в пакете,  $i = \overline{1, M}$ . Под ортогональностью последовательностей  $s_k, k = \overline{1, N}$  подразумевается выполнение условия

$$\sum_{i=1}^K s_{ki} s_{mi}^* = G \delta_{km}; \quad k, m = \overline{1, N} \quad (1)$$

где K - количество символов в последовательностях  $s_k$ ;

$$G = \frac{K}{M} \sum_{i=1}^M |a_i|^2;$$

$$\delta_{km} = \begin{cases} 1, & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases} \text{ - символ Кронекера}$$

(\*) - операция комплексного сопряжения.

Для формирования N ортогональных последовательностей, например, используют следующую последовательность операций.

1. Осуществляют N различных диадических сдвигов исходной последовательности символов в пакете [12, Н. Ахмед, К. Р. Рао. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов / Пер. с англ. Т.Э. Кренкеля, под ред. И.Б. Фоменко. М., Связь, 1980]. В результате получают N последовательностей символов  $\{p_i\}$ ,  $p_{ij} = a_{(j-1) \oplus (i-1) + 1}, i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}; \oplus$  - операция побитного исключающего ИЛИ. Эту операцию иллюстрирует фиг.5 для  $N=4, M=4$ . Полученные последовательности символов являются линейно независимыми, но не ортогональными. Пример диадических сдвигов исходной последовательности символов в пакете показан на фиг.8.

Описанная операция осуществляется в аппаратуре для каждого пакета символов.

2. Расставляют определенным образом знаки перед символами последовательностей. Т.е.  $s_i = \{p_{ij} u_{ij}\}, i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}$ , и каждый из коэффициентов  $u_{ij}$  может принимать одно из 2-х значений: +1 или -1. Если символы пакета являются действительными числами,

то в результате этой операции формируются  $N$  требуемых ортогональных последовательностей символов пакета.

Векторы коэффициентов  $u_i = \{u_{ij}\}$ ,  $i = \overline{1, N}$  не зависят от значений символов пакета и могут быть рассчитаны заранее (на этапе проектирования системы связи) для каждого возможного значения длины пакета  $M$ . В аппаратуре связи указанные векторы коэффициентов могут быть прописаны, например, в ПЗУ.

На фиг.6 показан пример формирования  $N$  ортогональных последовательностей символов из пакета длиной  $M$  символов, когда символы являются действительными числами для  $N=4$  и  $M=4$ . Заметим, что  $N$  сформированных последовательностей являются ортогональными при любых значениях, которые могут иметь символы пакета  $a_i$ ,  $i = \overline{1, N}$ .

Рассмотрим теперь несколько примеров нахождения векторов коэффициентов  $u_i = \{u_{ij}\}$ ,  $i = \overline{1, N}$ .

Первый пример заключается в непосредственном решении системы уравнений (1).

Второй пример нахождения значений коэффициентов заключается в переборе значений коэффициентов до тех пор, пока не будет найдена комбинация значений, удовлетворяющая системе (1). Максимальное количество перебираемых комбинаций значений векторов коэффициентов при этом составляет  $2^{MN}$ . Для снижения вычислительных затрат можно воспользоваться следующим приемом. В качестве первой ортогональной последовательности  $s_1$  берут непосредственно последовательность  $p_1$ , т.е.  $u_{1j}=1$ ,  $j = \overline{1, M}$ . Коэффициенты  $u_{2j}$ ,  $j = \overline{1, M}$  последовательности  $s_2$  подбирают таким образом, чтобы обеспечить ортогональность  $s_1$  и  $s_2$ . Для этого требуется перебрать всего  $2^M$  значений вектора коэффициентов  $u_2$ . Заметим, что может существовать более одного значения вектора коэффициентов  $u_2$ , при котором обеспечивается ортогональность указанных последовательностей. Поэтому следует выбрать любое его подходящее значение. На следующем этапе перебирают значения вектора коэффициентов  $u_3$  и выбирают любое такое его значение, при котором обеспечивается ортогональность  $s_3$  с  $s_1$  и  $s_2$ . Действуя аналогичным образом, формируют  $N$  требуемых ортогональных последовательностей  $s_i$ .

Можно еще более снизить вычислительные затраты за счет исключения из перебора заведомо не подходящих значений векторов

коэффициентов  $u_i$ ,  $i = \overline{1, N}$ . Для этого заметим, что искомые векторы коэффициентов  $u_i$  являются ортогональными, например, принадлежат к какому-нибудь известному ансамблю ортогональных функций. В качестве последнего можно взять ансамбль функций Уолша [12]  $\{w_i\}$ ,  $w_i = \{w_{ij}\}$ ,  $i = \overline{1, M}$ ,  $j = \overline{1, M}$ . Тогда процедура формирования ортогональных последовательностей  $s_i$  выглядит следующим образом. В качестве первого вектора коэффициентов  $u_1$  берут любую из ортогональных функций, например  $w_1$ . В качестве  $u_2$  берут такую функцию из оставшихся  $M-1$  ортогональных функций  $w_i$ , при которой обеспечивается ортогональность  $s_1$  и  $s_2$ . В качестве  $u_3$  выбирают любую ортогональную функцию из оставшихся  $M-2$  функций  $w_i$ , такую, чтобы обеспечить ортогональность  $s_3$  с  $s_1$  и  $s_2$ . Действуя подобным образом, определяют все  $N$  векторов коэффициентов  $u_i$ .

3. Если символы пакета являются комплексными числами и  $N=2$ , то осуществляют замену обоих символов в одной из сформированных последовательностей на их комплексно-сопряженные значения или осуществляют замену по одному разному символу в каждой последовательности на их комплексно-сопряженные значения (фиг.9 позиции а - д). Полученные последовательности  $s_1$  и  $s_2$  являются ортогональными.

Если  $N>2$ , то каждую последовательность, полученную в результате выполнения предыдущей операции, повторяют, образуя  $N$  последовательностей длиной  $2M$  символов. Изменяют значения половины символов в последовательностях на комплексно-сопряженные им величины таким образом, чтобы обеспечить ортогональность всех сформированных последовательностей комплексных символов. Можно привести несколько примеров этой замены.

1. Можно заменить первые или последние  $M$  символов на комплексно-сопряженные значения в каждой последовательности.

2. Если рассматривать последовательности символов как строки матрицы размера  $N \times 2M$ , то ортогональность строк обеспечивается при замене символов в  $M$  столбцах этой матрицы на комплексно-сопряженные им значения, причем номера указанных столбцов (считая с нуля), взятые по модулю  $M$ , не должны повторяться. Т.е., если пронумеровать первые  $M$  столбцов матрицы от 0 до  $M-1$  и последние  $M$  столбцов также от 0 до

М-1, то выбранные для замены символов М столбцов должны иметь разные номера.

Относительно формирования ортогональных последовательностей справедливы следующие утверждения.

1. Из символов пакета может быть сформировано М ортогональных последовательностей, каждая из которых включает все символы пакета. Т.к.  $N \leq M$ , то всегда можно сформировать N требуемых в способе ортогональных последовательностей.

2. Структура этих последовательностей такова, что они являются попарно ортогональными независимо от значений символов.

3. При  $M=2$  длина ортогональных последовательностей составляет  $K=2$  символа.

4. При  $M>2$  длина ортогональных последовательностей составляет  $K=M$  символов, если символы пакета представляют собой действительные числа, и  $K=2M$  символов, если символы пакета являются комплексными числами.

Из приведенного алгоритма формирования ортогональных последовательностей символов следует, что может быть сформировано большое число их вариантов. При реализации изобретения может быть использован любой вариант формирования ортогональных последовательностей символов, но он должен быть известен на приемной стороне.

Рассмотрим пример приема сигнала по заявляемому способу разнесенной передачи для случая преимущественно однолучевого распространения сигнала в канале связи, когда дисперсия временных задержек полезного сигнала в точке приема существенно меньше величины, обратной ширине спектра полезного сигнала. В этом случае канал распространения может быть представлен в виде вектора  $h = [h_1(t) \ h_2(t) \dots \ h_N(t)]$ , где  $h_i(t)$  - комплексный коэффициент передачи сигнала между  $i$ -й передающей и приемной антеннами. Для осуществления приема на приемной стороне требуется знать количество N используемых на передающей стороне каналов разнесения, длину М каждого пакета символов и алгоритм формирования ортогональных последовательностей символов. Приемник может быть обеспечен этой информацией различными способами. Например, вся эта информация или ее часть может быть заранее известна, например, задана стандартом связи. Остальная часть информации или вся она целиком может быть получена по служебному каналу в процессе установления соединения между базовой и абонентской станциями.

Для осуществления приема также требуются оценки каналов распространения между передающими и приемной антеннами (оценка вектора канала распространения  $h$ ). Эти оценки наиболее удобно сформировать, если через каждый канал разнесения передается пилот-сигнал. Для различения пилот-сигналов на приемной стороне они должны быть линейно независимыми. При этом наилучшее качество оценки канала распространения можно получить при использовании ортогональных пилот-сигналов, поскольку в этом случае при оценке канала распространения между каждой передающей и приемной антеннами отсутствуют помехи от пилот-сигналов, переданных через остальные передающие антенны.

Известны два основных типа пилот-сигналов. Это непрерывный пилот-сигнал, который передается непрерывно в течение связи одновременно с информационным сигналом, и прерывистый пилот-сигнал, который передается поочередно с информационным сигналом. Во втором случае в передаваемый поток информационных символов периодически вставляется некоторое количество известных на приемной стороне пилот-символов.

Пилот-сигнал должен передаваться через тот же канал распространения, что и информационный сигнал. Только в этом случае оценка канала распространения, полученная по пилот-сигналу, может быть использована для приема информационного сигнала. Следовательно, непрерывный пилот-сигнал должен быть ортогональным или, по крайней мере, линейно независимым по отношению к информационному сигналу, для того чтобы эти сигналы могли быть разделены на приемной стороне. Это условие наиболее просто может быть выполнено в системах связи с кодовым разделением каналов, где для модуляции сигналов различных каналов применяются ортогональные кодовые последовательности. В системах связи с другим принципом разделения каналов, например с частотным или временным разделением, обычно применяют прерывистый пилот-сигнал.

В случае прерывистого пилот-сигнала, передаваемый поток символов содержит информационные и пилот-символы. При этом формирование пакетов по М символов лучше осуществлять таким образом, чтобы пакет символов содержал только информационные или только пилот-символы. В этом случае

оценка канала может быть осуществлена только по пилот-символам.

Одной из операций, выполняемых в приемнике, должно быть установление пакетной синхронизации, т.е. определение границ пакетов в принимаемом сигнале. Алгоритм установления пакетной синхронизации в системе связи может быть реализован различными способами. Например, границы пакетов могут быть привязаны к структуре сигнала более высокого уровня. В стандарте сотовой связи IS-95 структура сигнала включает в себя однотипные фреймы кодированных символов длительностью 20 ms, синхронизированные с периодом 1 и Q последовательностей, а также с общим системным временем. Поэтому в приемнике легко устанавливается фреймовая синхронизация. В случае применения предлагаемого способа разнесенной передачи алгоритм формирования каждого фрейма может быть выбран таким образом, чтобы каждый фрейм включал известное число пакетов по M символов. Тогда по фреймовой синхронизации автоматически можно установить пакетную синхронизацию.

В рассматриваемом ниже алгоритме приема будем полагать, что на приемной стороне сформирована идеальная оценка вектора канала распространения  $\hat{h} = h$ . Указанная оценка может быть сформирована по пилот-сигналу любым известным способом. Например, в случае непрерывного пилот-сигнала может быть использован алгоритм оценки комплексной огибающей полезного сигнала из [13, Квазикогерентный прием фазоманипулированного сигнала в системах CDMA/A: В. Гармонов, Ю. Е. Карпитский, И. В. Каюков, В. Б. Манелис//5-я международная научно-техническая конференция "Радиолокация, навигация, связь". Т.1, с. 305-313. Воронеж, 20-23 апреля 1999]. В случае прерывистого пилот-сигнала (пилот-символов) может быть использован, например, интерполяционный алгоритм оценки из [14, S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 42, pp. 137-146, May 1993]. Будем также считать, что сигналы, пришедшие в точку приема от различных передающих антенн, имеют примерно одинаковые временные задержки.

В результате стандартных операций, выполняемых в приемнике, должен быть сформирован входной видеочастотный комп-

лексный сигнал [15, Цифровые радиоприемные системы: Справочник/М. И. Жодзишский, Р. Б. Мазепа, Е. П. Овсянников и др./Под ред. М. И. Жодзишского - М.: Радио и связь, 1990. - 208 с., ил.], который на интервале приема одного пакета символов  $[0; T]$  имеет вид

$$x(t) = s(t, a) + n(t), \quad (2)$$

где

$$s(t, a) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^N h_i s_{ik} g(t) \text{rect} \left( \frac{t - kT_s}{T_s} \right) \quad (3)$$

- полезный сигнал;

$s_i, i = \overline{1, N}$  - ортогональные последовательности символов переданного пакета (алгоритм их формирования описан выше); длина каждой последовательности составляет K символов; длительность одного символа равна  $T_s$ ;

$$\text{rect} \left( \frac{t - kT_s}{T_s} \right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & t < 0; t > T_s \end{cases};$$

$g(t)$  - некоторая модулирующая функция (в системах CDMA она представляет собой расширяющую спектр сигнала псевдослучайную последовательность);  $|g(t)| = 1$ ;  $n(t)$  - аддитивный белый гауссовский шум с двухсторонней спектральной плотностью мощностью  $N_0/2$ ; коэффициенты передачи между передающими и приемной антеннами примерно постоянны на интервале одного пакета  $h_i(t) \approx h_i, i = \overline{1, N}$ .

В заявляемом способе разнесенной передачи каждый символ пакета передается на  $N_M^K$  из K символьных интервалов, которые составляют длительность пакета. При этом на каждом символьном интервале символ передается через соответствующий канал разнесения, с определенным знаком, а на части символьных интервалов передается не само значение символа, а комплексно-сопряженное ему значение. Таким образом, на приемной стороне произвольному m-му ( $m = \overline{1, M}$ ) символу принимаемого пакета можно сопоставить последовательность коэффициентов передачи  $g_m = \{h_i\}, i = \overline{1, N}$ , с которыми он принимается на K символьных интервалах, последовательность знаков  $e_m = \{e_{mk}\}, e_{mk} = \begin{cases} 1, & k = \overline{1, K} \\ -1, & \end{cases}$ , с которыми символ передавался на указанных интервалах, и вектор  $\xi_m = \{\xi_{mk}\}, \xi_{mk} = 1$ , если на k-ом интервале передается прямое значение символа и  $\xi_{mk} = -1$ , если передается комплексно-сопряженное его значение,

$k = \overline{1, K}$ . Для тех символьных интервалов длительности пакета, на которых  $m$ -й символ не передается, соответствующие элементы описанных векторов равны нулю. Для удобства последующей записи введем векторы  $f_m$ ,  $f_{mk} = e_{mk} g_{mk}$ ,  $m = \overline{1, M}$ ,  $k = \overline{1, K}$ . На фиг. 10 приведены последовательности  $f_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ , соответствующие примеру реализации изобретения на фиг. 7.

Таким образом, полезный сигнал (3) можно также представить в следующем виде:

$$s(t, a) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M f_{mk} (A_{cm} + j \xi_{mk} A_{sm}) \times \\ \times g(t) \text{rect} \left[ \frac{t - kT_s}{T_s} \right]. \quad (4)$$

Выполним синтез оптимального по критерию максимального правдоподобия алгоритма приема сигнала (2). Логарифм функционала отношения правдоподобия сигнала (2) с точностью до несущественных слагаемых имеет вид

$$M(a) = \frac{1}{N_0} \left[ \int_0^T x(t) s^*(t, a) dt + \int_0^T x^*(t) s(t, a) dt + \right. \\ \left. + \int_0^T |s(t, a)|^2 dt \right]. \quad (5)$$

Подставляя (3) и (4) в (5), после необходимых преобразований получаем

$$M(a) = \frac{1}{N_0} \alpha \sum_{m=1}^M [2A_{cm} Y_{cm} + 2A_{sm} Y_{sm} - |a_m|^2], \quad (6)$$

где

$$Y_{cm} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^K \text{Re}(X_k f_{mk}^*); \\ Y_{sm} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^K \xi_{mk} \text{Im}(X_k f_{mk}^*), \quad m = \overline{1, M} \quad (7)$$

$$\alpha = T_s \frac{K}{M} \sum_{i=1}^N |h_i|^2;$$

$$X_k = \int_{\Delta_k} x(t) g^*(t) dt, \quad k = \overline{1, K}, \quad (8)$$

$\Delta_k$  -  $k$ -й символьный интервал на интервале пакета,  $k = \overline{1, K}$ .

Положение максимума функционала (6) не изменится, если отбросить несущественный множитель  $\frac{1}{N_0} \alpha$ , который на практике

всегда отличен от нуля, а также прибавить и отнять от него слагаемое

$$\sum_{m=1}^M [Y_{cm}^2 + Y_{sm}^2].$$

В результате получаем функционал

$$\tilde{M}(a) = \sum_{m=1}^M [(Y_{cm}^2 + Y_{sm}^2) - |(Y_{cm} + jY_{sm}) - a_m|^2]. \quad (9)$$

Как видно, максимизация функционала (9) эквивалентна независимой максимизации каждого из входящих в него слагаемых, т.е. оптимальным является посимвольный прием. При этом оптимальная оценка  $m$ -го символа пакета должна обеспечивать максимум функционала

$$\tilde{M}_m(a_m) = (Y_{cm}^2 + Y_{sm}^2) - |(Y_{cm} + jY_{sm}) - a_m|^2, \quad m = \overline{1, M} \quad (10).$$

Поскольку первое слагаемое в (10) не зависит от значения символа  $a_m$ , максимизация последнего функционала эквивалентна минимизации второго входящего в него слагаемого. В результате, решающее правило, по которому осуществляется оценка  $m$ -го символа, имеет вид

$$\hat{a}_m = \arg \min_{a_m \in \Omega} |(Y_{cm} + jY_{sm}) - a_m|^2. \quad (11)$$

Для относительно простых видов модуляции несложно получить явные оценки информационных символов. Так, для BPSK и QPSK модуляции имеем  $A_{cm} = \text{sign}(Y_{cm})$ ;  $A_{sm} = \text{sign}(Y_{sm})$ .

Проанализируем величину отношения сигнал-шум (ОСШ) в решающей статистике  $Y_{cm} + jY_{sm}$   $m$ -го символа. Для этого раскроем выражения для  $Y_{cm}$  и  $Y_{sm}$ . Подставляя (3)

$$\int_{\Delta_k} |g(t)|^2 dt = T_s,$$

в (7) и учитывая, что получаем

$$Y_{cm} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^K A T_s \text{Re} \left[ \sum_{i=1}^N h_i f_{mk}^* s_{ik} \right] + N_{cm}; \quad (12)$$

$$Y_{sm} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^K \xi_{mk} A T_s \text{Im} \left[ \sum_{i=1}^N h_i f_{mk}^* s_{ik} \right] + N_{sm}, \quad (13)$$

где

$$N_{cm} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^K \text{Re} \left[ f_{mk}^* \int_{\Delta_k} n(t) g^*(t) dt \right]; \quad (14)$$

$$N_{sm} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^K \epsilon_{mk} \operatorname{Im} \left[ f_{mk}^* \int_{\Delta_k} n(t) g^*(t) dt \right] \quad (15)$$

Благодаря взаимной ортогональности последовательностей символов  $S_i$ ,  $i = \overline{1, N}$ , справедливы равенства

$$\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} [(s_{ik} h_i) f_{mk}^* + (s_{ik} h_i)^* f_{mk}] = A_{sm} \sum_{i=1}^K |h_i|^2, \quad m = \overline{1, M}; \quad (16)$$

$$\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \epsilon_{mk} [(s_{ik} h_i) f_{mk}^* - (s_{ik} h_i)^* f_{mk}] = j A_{sm} \sum_{i=1}^K |h_i|^2, \quad m = \overline{1, M}. \quad (17)$$

Раскрывая (12), (13) с учетом (16), (17), получаем

$$Y_{cm} + jY_{sm} = (A_{cm} + N_{cm}) + j(A_{sm} + N_{sm}); \quad (18)$$

При фиксированном векторе канала  $h$  шумовые слагаемые  $N_{cm}$  и  $N_{sm}$  являются некоррелированными гауссовскими случайными величинами с нулевыми средними и с одинаковой дисперсией, равной

$$\frac{N_0}{2T_s \sum_{i=1}^K |h_i|^2}, \quad m = \overline{1, M}.$$

Следовательно, ОСШ в решающей статистике  $m$ -го символа пакета определяется выражением

$$z_m = \frac{|a_m|^2 T_s \sum_{i=1}^K |h_i|^2}{N_0}, \quad m = \overline{1, M}. \quad (19)$$

Как видно, выражение для ОСШ на символ при использовании заявляемого способа разнесенной передачи имеет такую же структуру, как и при оптимальном когерентном разнесенном приеме сигнала по  $N$  каналам разнесения [1]. Это говорит о высокой эффективности изобретения.

При  $K=M$  реализация заявляемого способа не приводит к увеличению канальной скорости передачи (частота следования символов, передаваемых через канал связи), по сравнению с частотой следования символов во входном потоке (на входе заявляемого способа). Это является важным преимуществом заявляемого способа по сравнению с известным способом STD. В случае, когда  $N > 2$  и передаваемые символы представляют собой комплексные числа,  $K=2M$  и таким образом реализация заявляемого способа приводит к двухкратному увеличению частоты следования символов на выходе заявляемого способа по сравнению с частотой

следования во входном потоке символов. Однако и в этом случае заявляемый способ имеет большое преимущество по сравнению с аналогичным по помехоустойчивости STD, поскольку реализация последнего приводит к  $N$ -кратному увеличению частоты следования символов.

Заявляемый способ реализуют на устройстве, блок-схема которого показана на фиг.2, 3.

На первые входы блока расчета длины пакета символов 7 и блока формирования ортогональных последовательностей символов 8 поступает сигнал о количестве передающих антенн на базовой станции. Выходной сигнал с блока 7 (длина пакета символов) поступает на вторые входы блока 3 и блока 8.

Входной поток символов поступает на первый вход формирователя пакета символов 3. В соответствии со входными сигналами блок 3 формирует пакеты символов, которые поступают на третий вход блока формирования ортогональных последовательностей символов 8. На четвертый вход блока 8 поступает сигнал вида модуляции (действительная или квадратурная). Блок 8 формирует  $N$  ортогональных последовательностей символов для каждого пакета символов.  $N$  ортогональных последовательностей символов поступают с выхода блока 8 на входы соответствующих им модуляторов  $5_1-5_N$  (первая ортогональная последовательность символов поступает на вход первого модулятора, вторая - на вход второго модулятора и т.д.). На вторые входы модуляторов  $5_1-5_N$  поступают выходные сигналы с блока формирования пилот-сигналов. В модуляторах выполняются операции модуляции несущего колебания входным сигналом, усиление, фильтрация и т.д. Выходные сигналы модуляторов поступают на разнесенные передающие антенны  $6_1-6_N$ .

Рассмотрим формирование ортогональных последовательностей символов в блоке 8 (фиг.3).

Сигнал о количестве передающих антенн поступает на первый вход запоминающего устройства 11, а также на вход узла проверки 12. На второй вход блока 11 поступает сигнал длины пакета символов.

Пакет символов поступает на вход формирователя  $N$  диадических сдвигов 9. Блок 9 выполняет  $N$  разных диадических сдвигов символов в пакете, образуя таким образом  $N$  последовательностей символов, которые поступают на первые входы  $N$  узлов наложения ортогонального кода  $14_1-14_N$  (первая последовательность символов посту-

пает на первый вход первого узла наложения ортогонального кода  $14_1$ , вторая последовательность - на первый вход второго узла  $14_N$  и т.д.) На вторые входы  $N$  узлов наложения ортогонального кода  $14_1-14_N$  поступают выходные сигналы с запоминающего устройства 11 (ортогональные коды). В узлах  $14_1-14_N$  осуществляется наложение ортогональных кодов на образованные последовательности символов. Сформированные в узлах  $14_1-14_N$  последовательности символов с выходов этих узлов поступают на первые входы соответствующих им узлов повторения  $15_1-15_N$ , а также на вторые входы мультиплексоров  $16_1-16_N$  и  $18_1-18_N$ . В узле повторения каждая входная последовательность символов длиной  $M$  символов повторяется, в результате получается последовательность длиной  $2M$  символов, которая поступает на выход этого узла. Заметим, что операция повторения, реализуемая в узлах повторения, выполняется только для комплексных символов. На третьи входы мультиплексоров  $16_1-16_N$  поступает выходной бинарный сигнал с логического элемента И 13. В зависимости от значения этого сигнала на выходы мультиплексоров  $16_1-16_N$  поступают последовательности символов с первых или со вторых входов. Последовательности символов с выходов мультиплексоров  $16_1-16_N$  поступают на входы узлов комплексного сопряжения  $17_1-17_N$ . В узлах комплексного сопряжения  $17_1-17_N$  изменяют значения части символов во входных последовательностях на комплексно-сопряженные им значения таким образом, чтобы обеспечить ортогональность всех сформированных последовательностей символов независимо от значений символов пакета. Ортогональные последовательности символов с выходов узлов комплексного сопряжения  $17_1-17_N$  поступают на первые входы мультиплексоров  $18_1-18_N$ , на третьи входы которых поступает сигнал вида модуляции. В зависимости от значения этого сигнала на выходы указанных мультиплексоров и соответственно на выходы блока 8 поступают ортогональные последовательности символов с первых входов (комплексные символы) или со вторых входов (действительные символы) мультиплексоров  $18_1-18_N$ .

Был проведен сравнительный анализ характеристик заявляемого изобретения и известных технических решений в данной области техники. Сравнение различных способов разнесенной передачи сигнала выполнено для формата сигнала прямого канала стандарта CDMA IS-95 [15, Стандарт совместимости абонентской и базовой стан-

ций для двухрежимных сотовых широкополосных систем с расширением спектра TIA/TIA/IS-95-A, may 1995. Telecommunications Industry Association]. Полученные результаты приведены на фиг.11-13 в виде зависимостей вероятности ошибочного приема фрейма прямого канала IS-95 от величины ОСШ на бит в приемнике абонентской станции. Размер фрейма был равен 192 битам, из них: 172 информационных, 12 битов CRC и 8 хвостовых, что соответствует скорости передачи 9,6 кб/с. Каждый фрейм кодировался сверточным кодом со следующими параметрами: скорость кодирования  $1/2$ , кодовое ограничение 9, полиномы кодера 0753, 0561. Моделирование способов PSTD, OTD и по изобретению было выполнено на символьном уровне, т.е. не были реализованы несущественные для тестирования указанных способов разнесенной передачи операции наложения сигнатурного кода пользователя и расширяющий спектр сигнала псевдослучайной последовательности БС. При моделировании DTD эти операции являются существенными, и поэтому сигнал БС был смоделирован точно в соответствии со стандартом IS-95. При этом имитировались сигналы 32 пользователей в соте. Моделирование было выполнено для условий независимых плоских рэлеевских замираний сигналов, приходящих в точку приема от разных передающих антенн. Частота замираний равнялась 30 Гц. Генераторы замираний были выполнены согласно модели Джейкса [16, Casas and Leung, "A Simple Digital Fading Simulator for Mobile Radio," 38th IEEE VTC, June 1988, pp. 212-217]. Помехи имитировались полосовым гауссовским шумом. Компьютерная модель приемника включала одну приемную антенну. Оценки временного положения и комплексных огибающих сигналов, приходящих от разных антенн, предполагались совершенными. Декодирование принятых фреймов осуществлялось по мягким решениям в соответствии с алгоритмом Витерби.

Кривые PSTD, DTD, OTD и "изобретение" на фиг.11-13 получены для соответствующих способов разнесенной передачи. Кривые "стационарный канал" и "одна передающая антенна" получены для одной передающей антенны, первая в отсутствие замираний, а вторая при наличии замираний в канале связи.

Как следует из сравнения кривых на фиг.11-13, наилучшей помехоустойчивостью обладает заявляемый способ разнесенной передачи. При  $N=8$  заявляемый способ обеспечивает практически такую же помехо-

устойчивость приема в прямом канале, что и при отсутствии замираний в канале связи. В рабочей области (вероятность фреймовой ошибки примерно 1%) энергетический выигрыш заявляемого изобретения по сравнению с алгоритмом передачи через одну антенну составляет 4, 7 и 9 дБ для 2, 4 и 8 передающих антенн, соответственно. Учитывая, что емкость систем CDMA обратно пропорциональна величине ОСШ, при которой обеспечивается требуемое качество связи, соответствующее увеличение емкости прямого канала составляет 2.5, 5 и 8 раз.

## ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ

1. Способ разнесенной передачи сигнала, заключающийся в том, что формируют  $N$  разнесенных каналов передачи сигнала, из входного потока формируют пакеты по  $N$  символов, *отличающийся* тем, что формируют пакеты по  $M > N$  символов, если  $N$  не равно степени числа два, из символов каждого пакета формируют  $N$  ортогональных последовательностей символов таким образом, чтобы каждая из них содержала все символы пакета, причем правило формирования ортогональных последовательностей символов должно быть известно на приемной стороне, назначают канал разнесения каждой сформированной ортогональной последовательности символов каждого пакета и осуществляют последовательную передачу пакета.

2. Способ по п.1, *отличающийся* тем, что входной поток символов содержит информационные и пилот-символы.

3. Способ по п.1, *отличающийся* тем, что пакеты по  $M$  символов формируют из входного потока символов таким образом, чтобы каждый пакет состоял только из информационных символов или из пилот-символов.

4. Способ по п.1, *отличающийся* тем, что формируя пакеты по  $M$  символов, выбирают  $M \geq N$ , если число каналов разнесения равно степени числа два, в противоположном случае за  $M$  выбирают ближайшее превосходящее  $N$  число, которое равно степени числа два.

5. Способ по п.1, *отличающийся* тем, что, формируя  $N$  ортогональных последовательностей символов, осуществляют  $N$  различных диадических сдвигов исходной последовательности символов пакета, образуя  $N$  последовательностей символов.

6. Способ по п.1 или 5, *отличающийся* тем, что если символы пакета являются действительными числами, то, формируя  $N$

Высокая помехоустойчивость заявляемого способа разнесенной передачи сигнала и устройства для его реализации достигаются за счет эффективного разнесения на уровне каждого передаваемого символа и полного устранения взаимных помех между символами принимаемого пакета, которое достигается за счет ортогональности последовательностей символов, передаваемых по каналам разнесения. Реализация изобретения на передающей и приемной стороне не требуют существенных затрат.

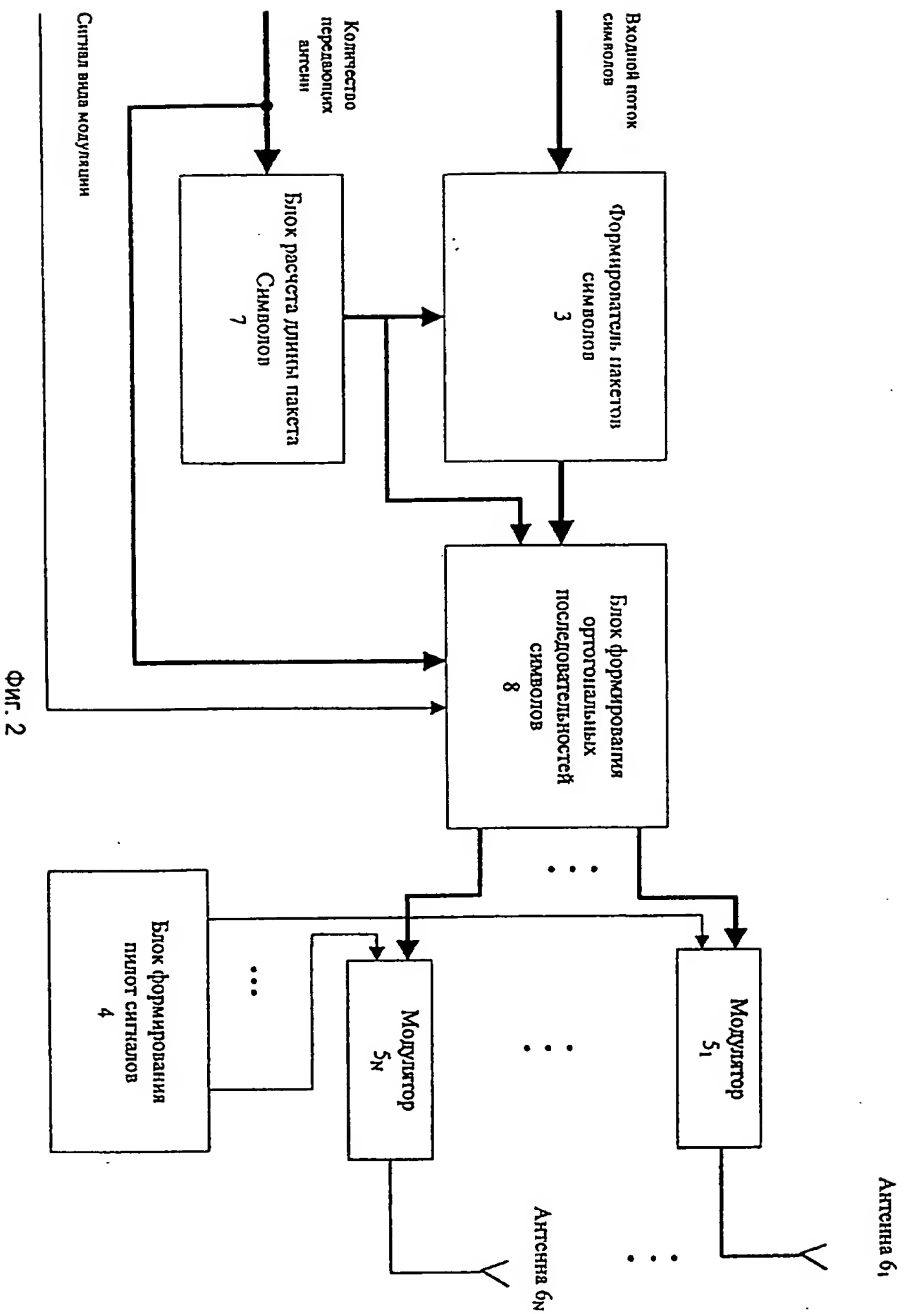
ортогональных последовательностей символов, осуществляют умножение символов в образованных последовательностях на коэффициенты  $+A$  или  $-A$ , где  $A$  - отличное от нуля действительное число, таким образом, чтобы обеспечить ортогональность всех сформированных последовательностей символов независимо от значений символов пакета.

7. Способ по п.1 или 5, *отличающийся* тем, что если символы пакета являются комплексными числами и  $N=2$ , то, формируя ортогональные последовательности символов, осуществляют умножение символов в полученных последовательностях символов на коэффициенты  $+A$  или  $-A$ , где  $A$  - отличное от нуля действительное число, и изменяют значения части символов на комплексно сопряженные им значения таким образом, чтобы обеспечить ортогональность сформированных последовательностей символов независимо от значений символов пакета.

8. Способ по п.1 или 5, *отличающийся* тем, что если символы пакета являются комплексными числами и  $N>2$ , то, формируя  $N$  ортогональных последовательностей символов, осуществляют повторение каждой образованной последовательности символов, образуя  $N$  последовательностей символов длиной  $2M$  символов, умножают символы в образованных последовательностях символов на коэффициенты  $+A$  или  $-A$ , где  $A$  - отличное от нуля действительное число, и изменяют значения части символов на комплексно сопряженные им величины таким образом, чтобы обеспечить ортогональность всех сформированных последовательностей символов независимо от значений символов пакета.

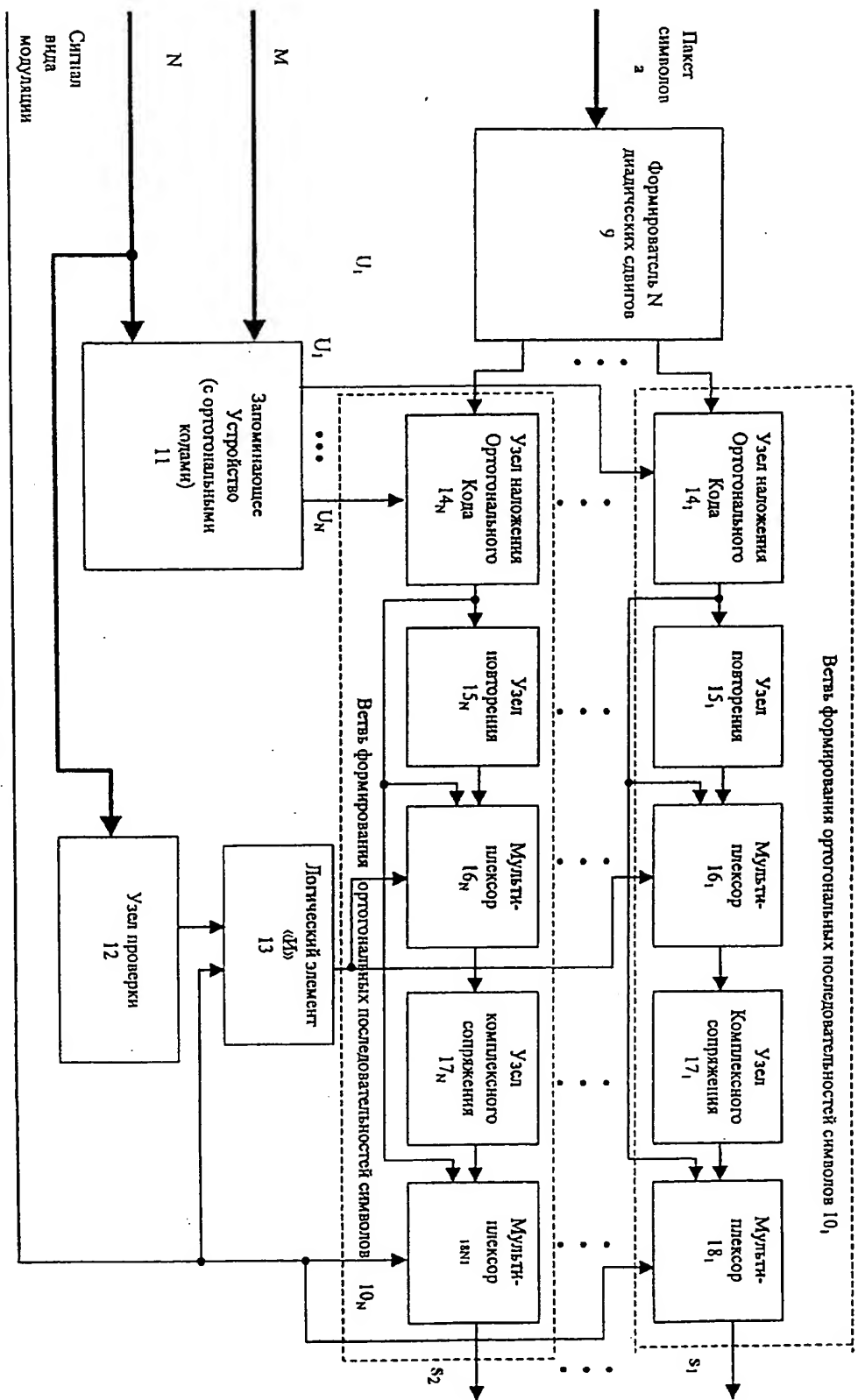
9. Устройство разнесенной передачи сигнала, содержащее формирователь пакетов символов, блок формирования пилот-сигналов,  $N$  модуляторов и  $N$  передающих антенн, при этом первый вход формирователя пакетов символов является первым входом

устройства, первый вход каждого модулятора соединен с соответствующим ему выходом блока формирования пилот-сигналов, выход каждого модулятора соединен с соответствующей ему антенной, *отличающаяся* тем, что введены блок расчета длины пакета символов и блок формирования ортогональных последовательностей символов, при этом первые входы блока расчета длины пакета символов и блока формирования ортогональных последовательностей символов объединены, образуя второй вход устройства, выход блока расчета длины пакета символов

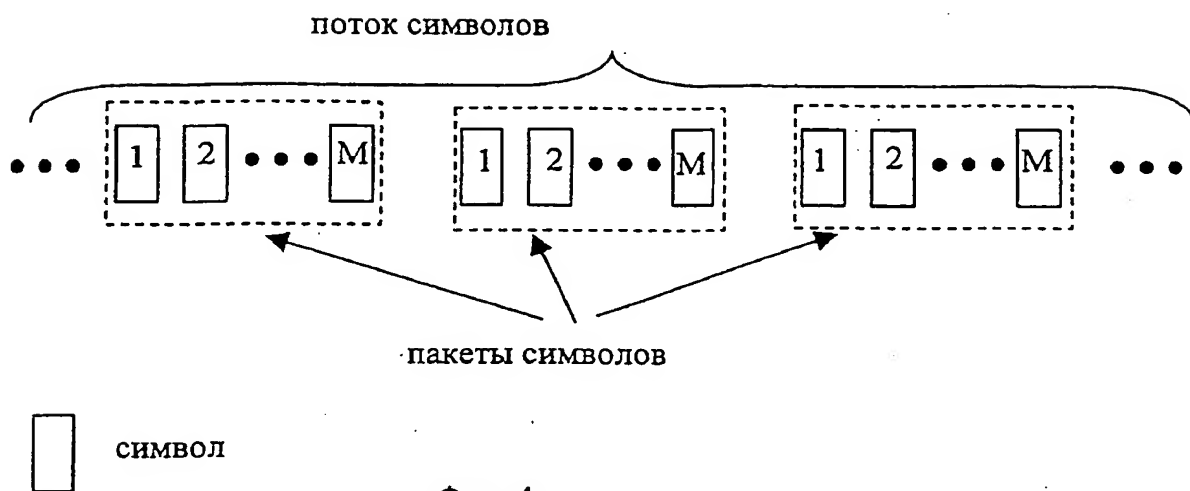


Фиг. 2

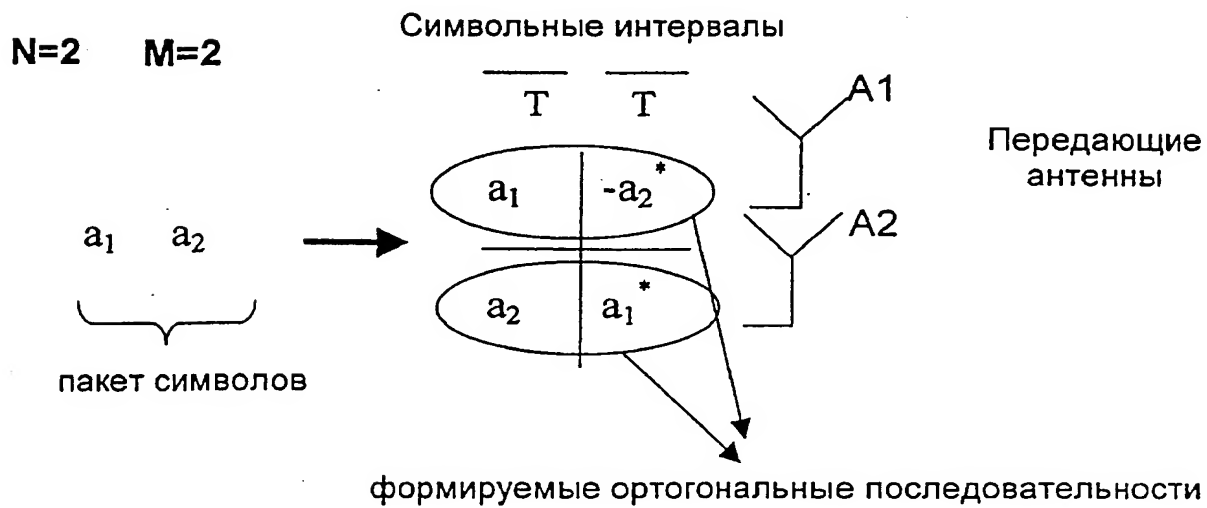
соединен со вторыми входами формирования пакетов символов и блока формирования ортогональных последовательностей символов, третий вход которого соединен с выходом формирования пакетов символов, четвертый вход блока формирования ортогональных последовательностей символов является третьим входом устройства, второй вход каждого модулятора соединен с соответствующим ему выходом блока формирования ортогональных последовательностей символов.



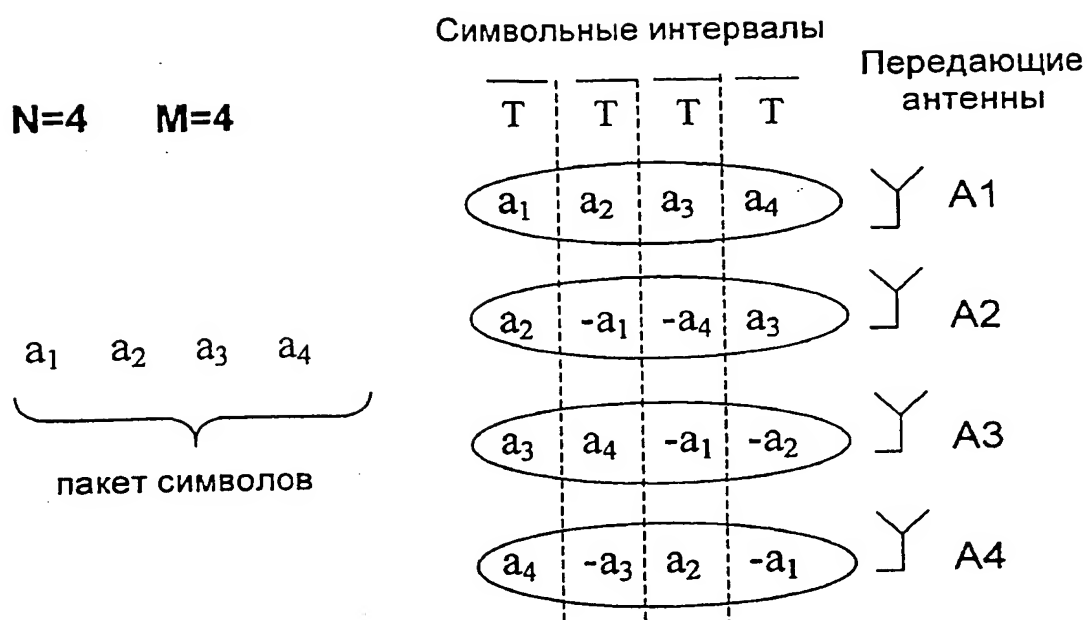
Фиг. 3



Фиг. 4

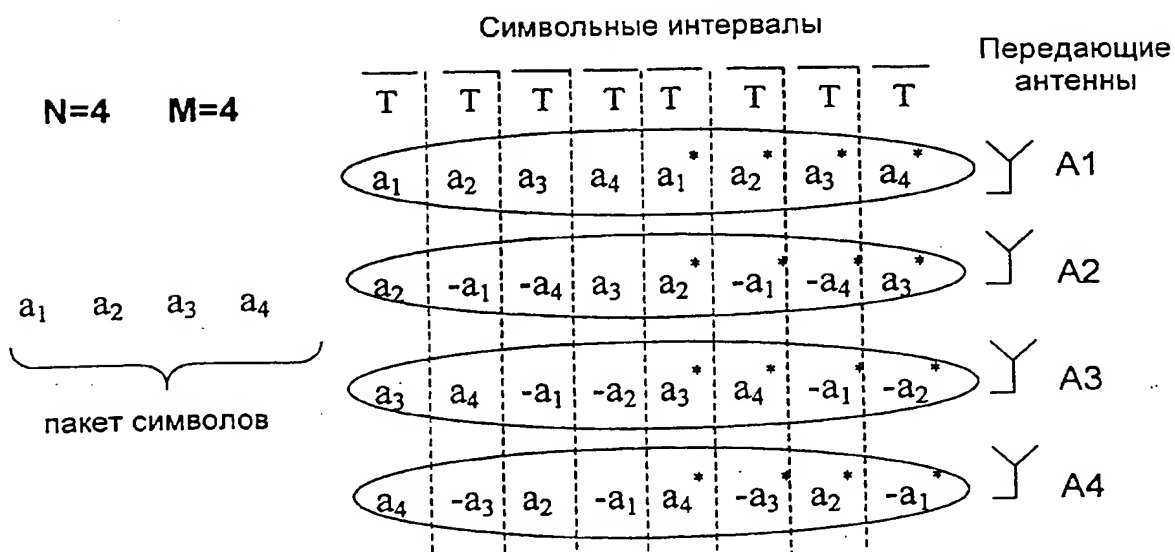


Фиг. 5



$a_i, i = \overline{1, N}$  - действительные числа

Фиг. 6



$a_i, i = \overline{1, N}$  - комплексные числа

Фиг. 7

**M=4**

$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	Исходная последовательность символов в пакете (диадический сдвиг на ноль).
$a_2$	$a_1$	$a_4$	$a_3$	Диадический сдвиг на один исходной последовательности символов в пакете
$a_3$	$a_4$	$a_1$	$a_2$	Диадический сдвиг на два исходной последовательности символов в пакете
$a_4$	$a_3$	$a_2$	$a_1$	Диадический сдвиг на три исходной последовательности символов в пакете

Фиг. 8

$$\begin{cases} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{cases} \quad \begin{cases} a_1^* & -a_2 \\ a_2^* & a_1 \end{cases} \quad \begin{cases} a_1^* & -a_2^* \\ a_2 & a_1 \end{cases} \quad \begin{cases} a_1 & -a_2 \\ a_2^* & a_1^* \end{cases}$$

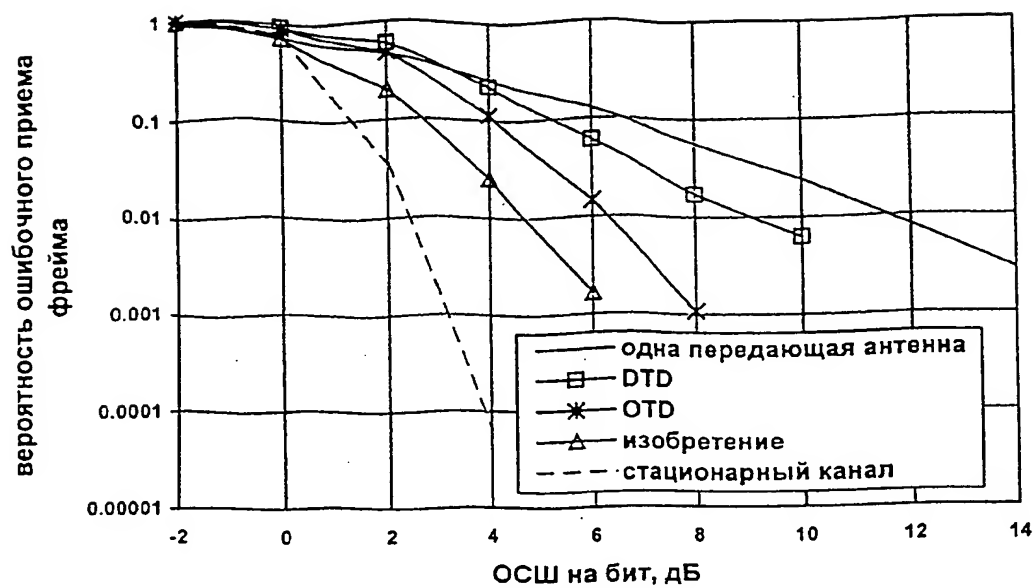
а

б

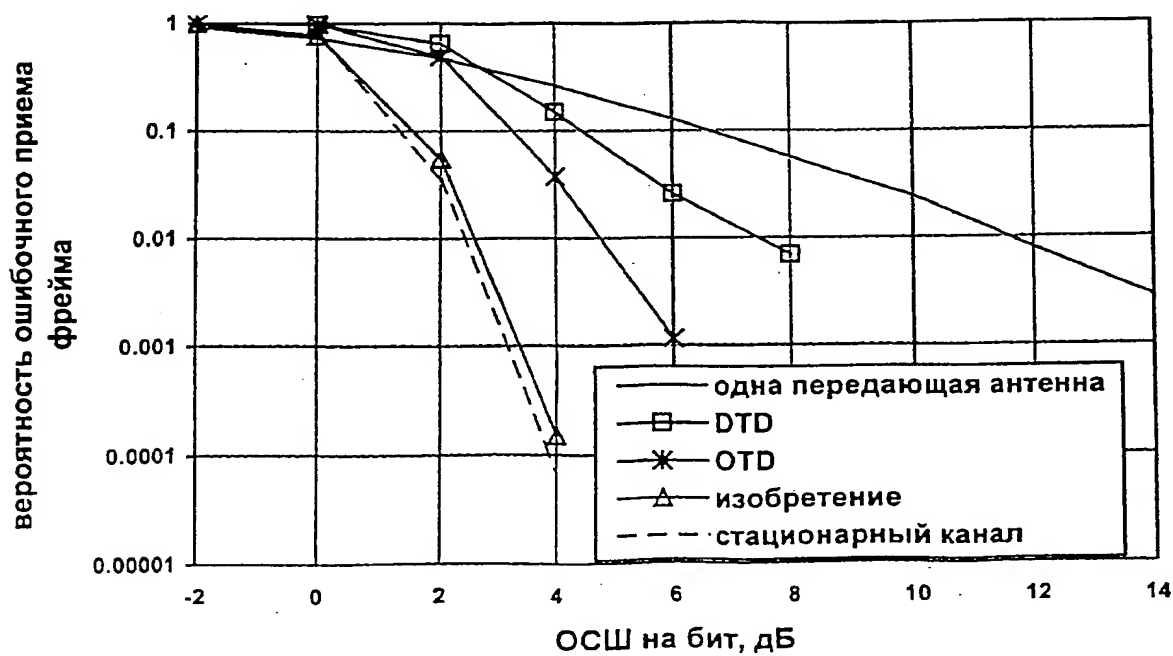
с

д

Фиг. 9



Фиг. 12



Фиг. 13

Заказ 36

Подписное

ФИПС, Рег. ЛР № 040921

Научно-исследовательское отделение по  
подготовке официальных изданий

Федерального института промышленной собственности

Бережковская наб., д.30, корп.1, Москва, Г-59, ГСП-5, 123995

Отпечатано на полиграфической базе ФИПС  
Отделение по выпуску официальных изданий